

發明專利說明書

1220591

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：92112734

※申請日期：92.5.5

※IPC 分類：H03H 9/257

壹、發明名稱：(中文/英文)

利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓
驅動電路 / A current-source sine wave voltage driving circuit
via voltage-clamping and soft-switching techniques.

貳、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

段柔勇 / Duan, Rou-Yong



簽章

代表人：(中文/英文)

住居所或營業所地址：(中文/英文)

南投縣國姓鄉中正路2段356之2號 / No. 356-2, Sec. 2,
Jungjeng Rd., Guoshing, Nantou

國籍：(中文/英文) 中華民國 / R.O.C.

參、發明人：(共 2 人)

姓名：(中文/英文)

1. 魏榮宗 / Wai, Rong-Jong

2. 段柔勇 / Duan, Rou-Yong

住居所地址：(中文/英文)

1. 台南縣柳營鄉柳營路3段237巷21號 / No. 21, Lane
237, Sec. 3, Liouying Rd., Liouying, Tainan

2. 南投縣國姓鄉中正路2段356之2號 / No. 356-2, Sec.
2, Jungjeng Rd., Guoshing, Nantou

國 籍：(中文/英文)

1. 中華民國 / R.O.C.

2. 中華民國 / R.O.C.

肆、聲明事項：

☐ 本案係符合專利法第二十條第一項 ☐ 第一款但書或第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家(地區)申請專利 ☐ 主張國際優先權：

【格式請依：受理國家(地區)；申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

3.

4.

5.

☐ 主張國內優先權(專利法第二十五條之一)：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

1.

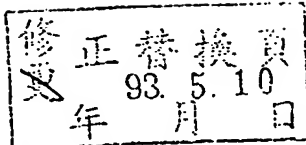
2.

☐ 主張專利法第二十六條微生物：

☐ 國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。



伍、中文發明摘要：

本發明以電壓箝制及柔性切換技術，研製直流電壓轉換成交流正弦電壓之驅動電路，一般簡稱反流器。主要應用於燃料電池、太陽光電能源、蓄電池以及不斷電設備之直流轉換成市電交流電路。傳統電壓型電路係以脈波寬度調變方式，經電感電容濾波電路，輸出脈波寬度調變之基本交流正弦波。然而此種架構易降低負載變動之調節能力，且輸出電壓存在高波形失真率，以至於無法全面供應各類型負載。

本發明運用電流源對輸出電容及負載直接高頻切換充電控制，以累積正弦波電壓輸出，其特徵分述如下：

- 1.利用電壓箝制技術、半諧振特性以及控制電感電流於不連續模式，使得全部半導體開關及二極體均有柔性切換特性，最高轉換效率大於95%。
- 2.本發明所運用之電壓箝制技術，可降低功率半導體開關元件之耐壓規格。
- 3.本發明所需之電感容量與體積小於一般電流源架構，可快速調整電流以供應負載所需。
- 4.本發明裝置之輸出端可省略濾波電感，電流源直接對輸出負載及濾波電容充電，因此可接受各種電感性、電容性、非線性及瞬間變化之負載，且輸出電壓波形失真率及傅立葉頻譜分析均優於傳統脈波寬度調變架構。

陸、英文發明摘要：

In this invention, a current-source sine wave voltage driving circuit via voltage-clamping and soft-switching techniques is investigated and is applied mainly to the fuel cell, solar energy, battery and uninterruptable power systems for inverting DC voltage into utility AC voltage. In general, it is called for short an inverter. The traditional voltage-source inverter is operated by the pulse-width-modulation (PWM) technique with an adequately designed inductance and capacitance filter to produce the fundamental AC sine wave. By this way, it limits the applied type of loads and the regulation ability under loads being varied suddenly. In the meanwhile, it has more waveform distortion and high-frequency harmonic components. This invention utilizes a controllable current source to supply the output capacitors and loads with high frequency switching for integrating the output sine wave voltage, and its specific characteristics are outlined as follows. 1) This scheme uses the voltage-clamping technique and quasi-resonant property, and controls the inductance current in discontinuous conduction mode so that all semiconductor switches and diodes have the soft-switching characteristics and the maximum convention efficiency is more than 95%. 2) The utilization of this voltage-clamping technique can reduce the voltage specification to be sustained by the switch devices. 3) The value and volume of inductors in the current source are smaller than those in a conventional current-source mechanism so that it can adjust the inductive current promptly to satisfy the requirement of the supplied loads. 4) The needless of the output filter inductors makes it suitable for various inductive, capacitive and nonlinear loads, even change abruptly, and the analyses of Fourier spectrum and voltage distortion are superior to the traditional PWM scheme.

柒、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (1) 圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

1. V_{IN} : 直流電源
2. T_a^+ 、 T_a^- 、 T_b^+ 、 T_b^- : 反流器之功率半導體開關 (IGBT)
3. T_1 、 T_2 : 箝制電路之功率半導體開關 (IGBT)
4. D_a^+ 、 D_a^- 、 D_b^+ 、 D_b^- : 反流器之二極體
5. D_1 、 D_2 、 D_f : 箝制電路之二極體
6. L_d : 變壓器 T_r 一次側之電感 (電流源電感)
7. L_f : 變壓器 T_r 一次側之電感
8. C_L : 輸出濾波電容
9. C_0 : 半諧振電容

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

玖、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明乃將直流電轉換成交流正弦電壓之裝置，由交流正弦電壓命令與回授電壓之誤差，控制開關導通時間，利用電感產生電流源(Current Source)，經過全橋式開關正、負週期導引對電容充電，調整電壓上升或下降之幅度以累積線性變化電壓。本發明所有開關及二極體皆具有柔性切換(Soft-Switching)特性，可減少半導體元件之切換損失，提高能量轉換效率。柔性切換之技術是由下列原理組成：

1. 電壓箝制：利用變壓器磁通不減定理，迫使系統操作電壓限制設定範圍內，以降低元件之耐壓規格以及成本。
2. 半諧振原理：利用LC諧振中電壓連續特性，使開關及二極體具零電壓(Zero Voltage Switching, ZVS)截止之效果。
3. 電感電流之控制在不連續模式：俾使每次開關導通時，電感電流從零開始上升，形成開關及二極體零電流時導通(Zero Current Switching, ZCS)。

【先前技術】

目前市面上將直流電轉成60Hz交流電壓之產品大致分成兩類；第一類是應用於交流馬達之變頻器，利用馬達之線圈電感特性，將正弦脈波寬度調變電壓波形產生近似正弦電流。除此之外，不能適用於電阻性或電容性負載，所以基本上變頻器不能供應一般家電及電腦產品。第二類即針對前者缺點所推出產品，典型的商品為不斷電設備(UPS)為代表。與第一類比較，輸出端增加電感串聯電容之LC濾波

電路，並增加回授控制，使輸出電壓固定以克服負載及輸入電壓變動，另外增加電池及充、放電電路，以提供市電以外之緊急電源。以目前台灣製造UPS之技術及產品佔有率，已名列世界前茅。即使如此，仍有若干特性仍須繼續改善。首先LC濾波電路有諸多負載限制，第一點濾波電感貫穿整個輸出電流，且考慮偏移二階諧振電路中半功率頻率(-3dB)響應，電感值及容量較大，一般市售UPS約在mH級，濾波電感提高會增加產品重量與能量轉換損失。第二點，加諸於電感兩端電壓 $L \cdot di/dt$ 為直流電壓與輸出電容之差，其值於正弦峰值附近最小，受限濾波電感值，導致正弦電壓峰值轉折點失真，產生高諧波成分，即使提高濾波電壓仍無法避免。此電感提供濾波功能，但同時限制非線性負載，瞬間負載變化之調節能力。第三點，若干負載將危及驅動電路，如半波整流性負載或高電感性負載，主要因LC濾波電路之正負半周波形對稱性，以及高電感性負載改變二階濾波之頻率響應，輸出正弦電壓過低，進而必須調高直流電壓準位，系統可能過壓而燒毀。第四點，非電阻性負載之電壓波形失真率，一般又稱為整體諧波失真率(Total Harmonic Distortion, THD)，遠高於電阻性負載。這歸咎於原先設計之二階濾波電路特性不能滿足非電阻性負載-如電容性、電感性及非線性負載，本發明將於稍後實施例中比照其波形變化。

除此之外，開關切換損失隨著切換頻率提高而增加，系統效率因而降低。許多廠商已經開始引用各種柔性切換技

術應用於大功率IGBT開關元件，若干文獻中已證明可降低PWM切換損失進而提高切換頻率，改善輸出電壓波形。

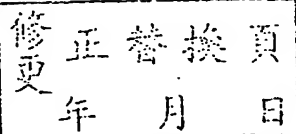
相對於傳統正弦脈波寬度調變電壓波形，電流源反流器之正弦電壓，大部分控制電流源對電容充電以累積正弦電壓，可以承受各種不同負載與頻率變化，但為何市面上少有此種產品，分析原因乃電流源之電感太大，控制電感回路與柔性切換技術不易實現，故而效率不高。國外有關正弦電壓反流器論及應用柔性切換技術時，常無法克服諧振電壓或電流過高之問題。最近美國電機電子協會(IEEE)發表以電壓箝制理論應用於電流源反流器[1](參考附件文獻)，除具有柔性切換特性外，並抑制開關電壓在四倍以內，惟電流源之電感虛功電流太大，其容量欲小不易，另電壓波形連波高，並無實作效率分析且驅動對象為感應馬達。

【發明內容】

本發明乃利用直流轉換器中，降壓式架構縮小電感容量，並運用返馳式(Flyback)電壓箝制理論來限制系統電壓並達成整體開關元件具零電壓或零電流之柔性切換，進而提高反流器之輸出效率，最後製作電路驗證理論之可行性。

本發明改善先前技術之原理及對照功效如下：

- 1.利用電壓箝制技術、半諧振特性以及控制電感電流於不連續模式，使得全部半導體開關及二極體均有柔性切換特性，最高轉換效率大於95%。
- 2.運用本發明電壓箝制技術，可降低開關元件之耐壓規格，其中箝制電路開關耐壓由4倍輸入電源電壓降為2倍，反流



器之開關由2倍輸入電源電壓降為相同電壓[1]。

3. 電流源電感之體積及電感值小於一般電流源架構，可提高電流源之電流爬生率，以調節瞬間負載電流。本實施例中採EE-55鐵粉心，電感值為300uH。
4. 輸出省略濾波電感，電流源直接對輸出負載及濾波電容充電，因此可接受各種電感性、電容性、非線性及瞬間變化之負載，由實施例中實作波形驗證輸出電壓波形失真率(THD)及傅立葉頻譜分析均優於傳統脈波寬度調變架構。

【實施方式】

如圖1所示為本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動方塊圖，當輸出電壓為正弦波正半週時，電流由直流電源101經電流源電路102之電感 L_d ，及箝制電路103之IGBT開關 T_1 、 T_2 ，再由反流器電路104之IGBT開關 T_a^+ 、 T_b^- 對輸出電容 C_L 充電。同理，欲產生電壓為正弦波負半週輸出時，開關 T_1 、 T_2 、 T_a^- 及 T_b^+ 同時觸發導通，對輸出電容 C_L 反向充電。電流源電路102之電感 L_d 介於 V_{IN} 、 V_{C0} 以及 v_o 三者電壓源，必須利用電感限制電流，其電流上升率與外加電感之電壓成正比， L_d 為一高激磁電流變壓器之一次側激磁電感， L_f 為二次側激磁電感。箝制電路103有四種目的，首先與反流器電路串聯，可以控制開關 T_1 、 T_2 ，啟斷反流器電流；其次電容器 C_0 與二極體 D_1 、 D_2 並接在 T_1 、 T_2 兩端，使得 T_1 、 T_2 在截止時具切換ZVS特性；第三種目的，以返馳原理釋放變壓器剩餘能量，換言之，當變壓器一次側電壓順偏時(如圖1黑點極性為正)，二極體 D_f 為

逆偏，二次側無電流路徑，一次側電流對變壓器 T_r 儲存能量。當開關 T_1 及 T_2 截止後，變壓器 T_r 一次側電壓反偏(黑點極性為負)，二極體 D_f 為順偏，二次側電流 i_f 會將變壓器先前能量釋放至直流電源101，因此又稱為反饋電流，在釋放過程中，變壓器 T_r 二次側電壓與電源相同(忽略二極體及內阻壓降)，依匝數比限制一次側電壓，使得本架構得以箝制兩倍直流電源101電壓；最後當二次側電流 i_f 為零，代表變壓器儲能完全釋放，爾後一次側任何開關導通，都因電感 L_d 初始電流為零而具有ZCS切換。因此，箝制電路除限制系統最高電壓外，亦兼具柔性切換效果。反流器電路104採全橋式架構，所採用IGBT開關串聯二極體，因此不會提供輸出電容器短路路徑。藉由電感 L_d 之電流對輸出電容 C_L 充電，積分成正弦波電壓。本發明驅動訊號係以控制訊號電路105產生，由60Hz單相電壓命令與迴授電壓比較，經邏輯控制等驅動電路輸送給六個開關。反流器部分之開關 T_a^+ 、 T_b^- 與 T_a^- 、 T_b^+ 採雙極性模式以及延遲導通時間控制方式切換，將上述兩組訊號做邏輯控制後送至箝制電路103中 T_1 、 T_2 之驅動訊號，並使得橋式開關具ZCS及ZVS特性。

本發明詳細說明如下：

圖2表示本發明驅動電路工作模式圖。圖3驅動電路各點波形時序圖，以下將以上述兩圖內容逐段說明工作原理：

1. 模式一：時間 $t_1 \sim t_2$

如圖2之模式一所示，此時迴授電壓 v_o 低於單相電壓及頻率命令 v_{com} 時，所有IGBT開關並未立即導通，延遲 t_d 後，IGBT

開關 T_1 、 T_2 、 T_a^+ 以及 T_b^- 開始導通，此段時間稱為導通延遲時間，主要目的有兩個：首先有足夠時間處理前一次導通末期，儲存在變壓器內之磁通，依磁通不減定律，反磁動勢迫使二極體 D_f 順偏，藉由反饋電流 i_f 釋放變壓器之能量，為下一次導通具 ZCS 特性作準備。茲令反饋電流峰值為 $i_{f\max}$ ，反饋電流從峰值下降至零的時間為 t_f ，則

$$-L_f \cdot di/dt = V_{IN} \quad (1)$$

展開積分後，得到變壓器二次側反饋電流所需截止時間

$$t_f = L_f i_{f\max} / V_{IN} \quad (2)$$

當時間 t_f 很小，表示變壓器內之電流迅速釋放為零，其餘時間線圈沒有電流也代表變壓器沒有損失，可提高系統整體效率。當時間 $t_d > t_f$ 時，可確保下次導通前，變壓器內部儲存磁通為零，因此必須預估輸出電容最大充電電流。另外目的限制開關切換頻率最大值，令切換週期

$$T = t_d + t_{on} + t_s + t_{off} \quad (3)$$

其中 t_{on} 為電壓箝制電路開關 T_1 與 T_2 導通時間， t_s 為 T_1 及 T_2 截止而 T_a^+ 與 T_b^- 仍然導通之截止延遲時間， t_{off} 為輸出電壓高於命令電壓且六個 IGBT 全部截止之時間。由於 t_d 與 t_s 為電路已知時間設定值， t_{on} 與 t_{off} 之時間視負載及波形決定，所以可設定切換頻率之極大值

$$f_{s(\max)} < 1/(t_d + t_s) \quad (4)$$

2. 模式二：時間 $t_2 \sim t_3$

如圖2之模式二所示，於時間 t_2 之前變壓器內之能量釋放為零，一次側電感 L_d 之初始電流為零，因此具扼流圈功能，

當時間在 t_2 時，觸發 T_1 、 T_2 及 T_a^+ 、 T_b^- 開關，電流流經四個開關所形成之回路，由零值開始建立，形成 T_1 、 T_2 及 T_a^+ 、 T_b^- 開關導通具 ZCS 特性。假設電容器 C_0 之初始電壓為 $V_c(0)$ ，輸出電容 C_L 之初始電壓為 $V_o(0)$ ，若忽略壓降及漏感，電感器之跨壓為直流電源加上電容 C_0 與 C_L 之電壓，可描述為

$$V_{LN} = L_d \cdot di/dt - v_c + v_o \quad (5)$$

同時電容 C_0 之初始電壓迫使二極體 D_1 、 D_2 逆偏而無法導通，所以開關 T_1 、 T_2 與上述個電壓儲存元件串聯而導通，電容 C_0 之初始電壓來自於模式四所吸收截止能量，從方程式(5)可知可提升電感初始電流之爬升率，使之近似於電感在連續模式下之電流，降低導通時間與峰值電流。電容之電壓可表示為

$$v_c = V_c(0) - \frac{1}{C_0} \int_{t_2}^{t_3} i_d dt \quad t_2 \leq t \leq t_3 \quad (6)$$

3. 模式三：時間 $t_3 \sim t_4$

依克希荷夫電壓定律，箝制電路之 IGBT 開關兩端電壓

$$\begin{cases} V_{T_1} = V_{C_0} + V_{D_2} \\ V_{T_2} = V_{C_0} + V_{D_1} \end{cases} \quad (7)$$

所以二極體 D_1 、 D_2 兩端電壓可移項為

$$\begin{cases} V_{D_2} = V_{T_1} - V_{C_0} \\ V_{D_1} = V_{T_2} - V_{C_0} \end{cases} \quad (8)$$

開關 T_1 、 T_2 導通後，兩端電壓降為飽和電壓，且電容器 C_0 放電至接近零伏特時，二極體 D_1 及 D_2 兩端電壓由逆偏降至零伏特，在轉為順偏後，形成二極體 ZVS 導通。變壓器一

次側電流 i_d 分成 T_1-D_1 與 D_1-T_1 兩併聯路徑向電容器 C_L 充電，此時 V_{C_0} 電壓很低

$$V_{C_0} = V_{T_1} - V_{D_2} = V_{T_2} - V_{D_1} \quad (9)$$

4. 模式四：時間 $t_4 \sim t_5$

輸出回授電壓高於命令電壓時， T_1 及 T_2 觸發訊號截止，電流路徑轉向流經 D_2 、 C_0 以及 D_1 ，電容 C_0 兩端電壓 V_{C_0} 上升，代表開關 T_1 及 T_2 兩端電壓等於二極體導通電壓加上 V_{C_0} ，以致形成兩開關截止時皆具 ZCS 及 ZVS 特性。此時電流特性為電感 L_d 與電容 C_0 、 C_L 之半串聯諧振電流，本發明設計 $L_d = L_f = 300\mu H$ ，因此當

$$V_{L_d} = V_{IN} = (V_{C_0} + v_o) / 2 \quad (10)$$

$V_{L_f} = V_{IN}$ ，迫使二極體 D_f 順偏導通，依照磁通不減定律，因二次側導通迴路輸出電壓較低，原一次側電流所建立儲存之磁通，由二次側線圈 L_f 將能量以電流反饋給直流電源側。此段一、二次側電流交越時間，變壓器一、二次側電壓受 V_{C_0} 牽引，電壓為連續，因此二極體 D_1 、 D_2 截止時以及 D_f 導通時同時具有 ZVS 及 ZCS 特性。以方程式 (10) 得知，當 $v_o = 0$ 時， V_{C_0} 兩端有最高電壓 $2V_{IN}$ ，決定開關 T_1 、 T_2 之相同耐壓規格。

5. 模式五：時間 $t_5 \sim t_6$

此時反饋電流開始下降，變壓器一次側電感電流 i_d 完全轉移二次線圈，此時反流器之全橋式開關電流亦為零，其電壓因有串聯箝制電路吸收電壓差值，因此開關電壓亦零，同理配對串聯二極體 D_a^+ 、 D_b^- 亦同，截止時皆同時具有 ZCS

及ZVS特性。其耐壓規格僅考慮輸出電壓為逆向切換之情形，因此小於輸入直流電壓。於 $t_4 \sim t_6$ 區間系提供給電感一、二次側交越時間，本發明稱之截止延遲時間，於時間 t_6 時，一次側電流為零，可以關閉所有IGBT開關信號。

6. 模式六：時間 $t_6 \sim t_7$

時間 t_7 定義為下一週期（ $v_o' = v_{com}$ ）開始，代表輸出電容器持續放電供應負載，電感反饋電流持續下降，此段時間與負載大小有關。為使電流釋放至電感零磁通，確保電流在不連續模式，使下次所有開關導通具ZCS特性，因此需增加模式一之導通延遲時間。當反饋電流 $i_f = 0$ 時，二極體 D_f 兩端電壓呈現雜散電容與電感之諧振電壓，諧振電壓從零開始，形成二極體 D_f 截止時同時具有ZCS與ZVS特性。至於下一次欲導通IGBT開關 T_a^+ 、 T_b^- 與配對串聯二極體 D_a^+ 、 D_b^- 兩端電壓持續保持為零，並由模式二之分析，導通時皆同時具有ZCS與ZVS特性。

由上述說明可知，多數開關二極體及開關導通與截止時，同時保有ZCS與ZVS特性，剩餘至少有一項電壓或電流為零之切換。因此在理論分析上，本發明所述電路可以獲得高轉換效率。

茲將各模式分析之柔性切換整理如下表

	零電壓切換(ZVS)		零電流切換(ZCS)	
元件符號	導通	截止	導通	截止
T_1 、 T_2		○	○	○
T_a^+ 、 T_a^- 、 T_b^+ 、 T_b^-	○	○	○	○
D_1 、 D_2	○	○		○
D_a^+ 、 D_a^- 、 D_b^+ 、 D_b^-	○	○	○	○
D_f	○	○	○	○

表1 各模式分析之柔性切換表

圖4表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路實施例之一電路圖。主電路圖401為本發明高壓側大電流部分，本電路之元件規格為

$$V_{IN} = 170V\ DC$$

$$v_o = 110V_{r.m.s}\ 60Hz$$

IGBT:GT50J101

Diode:SFI604G

$$T_r:EE-55\ L_d = L_f = 300\mu H$$

$$C_r = 0.047\mu F$$

$$C_L = 20\mu F$$

切換頻率:5kHz~20kHz

回授控制電路圖402中， v_{com} 為 $1.56 \sin(2 * \pi * 60t)$ 訊號命令， v'_o 為輸出交流電壓 v_o 百分之一迴授值。本實施例目的控制輸出交流電壓之峰值為156V，換算成有效值為110V。兩者訊

號經低通濾波電路後，輸入比較器。比較器則將結果送至分相電路圖403，經反相器分成兩組相差180度之訊號。每組訊號再經兩路徑之電阻串聯二極體電路，然後與同一個電容器形成一階R、C充放電電路，目的對同一個訊號處理上升及下降延遲，在經反相器後達成導通及截止分別延遲20us以及5us，換算成反流器開關上、下臂之互鎖時間(Lockout Time)為15us。為處理輕載時，零交越電壓震盪情形，Y1或Y2點引出訊號經兩個串聯二極體及一個電容延長另一相反相訊號組之導通時間。6組隔離及電流放大驅動電路圖404，主要驅動六個獨立電源IGBT開關，以避免共地短路情形，403經過反相器處理，以低準位觸發(Low Active)光耦合隔離並放大輸出電流驅動IGBT。由於反流器任一組開關導通， T_1 及 T_2 都必須配合導通，唯一訊號差別在於導通延遲，但截止不延遲。因此邏輯控制電路圖405分別將X1、Y1及X2、Y2做及閘(AND)處理，求出所設定之訊號，再做或閘(OR)選擇，如此皆可配合反流器任一組訊號導通。本電路反相後，再送往404以低準位驅動IGBT。

圖5表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路實施例之一，開關及二極體之實測電壓及電流柔性切換波形。以下波形驗證表一之分析：圖5(a)為電壓箝制開關 T_1 兩端電壓與電流波形；圖5(b)為反流器開關 T_o^+ 兩端電壓與電流波形；圖5(c)為二極體 D_1 兩端電壓與電流波形；圖5(d)為二極體 D_o^+ 兩端電壓與電流波形；圖5(e)為二極體 D_f 兩端電壓與電流波形；圖5(f)為變壓器一次

側電流 i_d 與二次側電流 i_d 交越波形；圖5(g) 輸出交流電壓波形與反流器開關 T_a^+ 之電流波形；圖5(h) 輸出交流電壓波形與變壓器一次側電流 i_d 之電流波形。由上述波實測波形驗證本實施例之柔性切換特性，以及控制電路處理零交越電壓之效果。

圖6表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路實施例之一，輸出電壓電流波形及供應各種負載之響應波形，在相同測試條件下與傳統電壓型脈波寬度調變反流器對照波形。圖6之(a)、(c)、(e)分別為傳統反流器應用於無載、非線性整流性負載及電感性負載之電壓電流波形，以及傅立葉分析與波形失真率(THD)；圖6之(b)、(d)、(f)為本發明對照左邊相等實驗條件之波形。圖6(g)為傳統反流器瞬間加載電壓、電流與局部放大波形圖，圖6(h)為本發明對照左邊相等實驗條件之波形。由實驗圖形比較，正弦波波峰附近，本發明實測波形失真情形較低，從傅立葉分析以及波形失真率之數據驗證本發明利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路，可大幅改善傳統電壓型脈波寬度調變反流器之缺失。

【圖式簡單說明】

圖1 表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動方塊圖。

圖2 表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之

電流源正弦電壓驅動電路工作模式圖。

圖3 表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路各點波形時序圖。

圖4 表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路實施例之一電路圖。

圖5 表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路實施例之一，開關及二極體之實測電壓及電流柔性切換波形。

圖6 表示本發明所揭示之利用電壓箝制及柔性切換技術之電流源正弦電壓驅動電路實施例之一，圖6之(b)、(d)、(f)、(h)輸出電壓電流波形及供應各種負載之響應波形；圖6之(a)、(c)、(e)、(g)在相同測試條件下與傳統電壓型脈波寬度調變反流器對照波形。

圖示主要部分之編號代表意義如下：

101: 直流電源

102: 電流源電路

103: 箝制電路

104: 反流器電路

105: 控制及驅動電路

401: 主電路圖

402: 回授控制電路圖

403: 分相電路圖

404: 隔離及電流放大驅動電路圖

405: 邏輯控制電路圖

拾、申請專利範圍：

1. 一種直流電壓轉換成交流正弦電壓驅動裝置，其中包含

一電流源電路：由高激磁變壓器一次側電感所組成，主要限制反流器電路之交流電容充電電流；

一箝制電路：由高激磁變壓器二次側電感、三個二極體、兩個功率半導體開關及一個電容器組成；

一反流器電路：由四個功率半導體開關、四個二極體及一個交流電容組成；主要導引一次側電感電流至輸出交流電容；

一控制及驅動電路：單相電壓及頻率命令訊號與迴授電壓比較後，進一步作邏輯判斷、延遲運算以及隔離放大驅動電流，觸發及截止所有功率半導體開關；

電流源電路為輸入之直流電源與反流器電路之間之緩衝電路，將兩者壓差以電流源型式呈現；該電流源電流經箝制電路之兩對稱功率半導體及二極體組合路徑，流入反流器電路；反流器電路將來自箝制電路之電流導引至交流電容，並控制交流電容之電壓極性，以產生交流電壓；箝制電路除起斷

反流器電路之電流之外，並以電壓箝制、半諧振特性以及控制電感電流於不連續模式，使得全部半導體開關及二極體均有柔性切換特性；控制及驅動電路為處理所有功率半導體驅動訊號所需之時序計算與驅動電流放大；

本裝置之特徵為：全部功率半導體開關及二極體均有柔性切換；箝制電路可降低開關元件之耐壓規格；電流源電感之容量與體積小於一般電流源架構，可因應負載變化快速調整電流；輸出端可省略濾波電感；容許供應各種電感性、電容性、非線性及瞬間變化之負載，且輸出電壓波形失真率(THD)及傅立葉頻譜分析均優於傳統脈波寬度調變架構。

2.如申請專利範圍第1項所述之直流電壓轉換成交流正弦電壓驅動裝置，其中之控制及驅動電路包含回授控制電路、分相電路、邏輯控制電路、隔離及電流放大驅動電路；回授控制電路以低通濾波電路消除高頻雜訊，輸入比較器後之結果，再送至分相電路，經反相器分成兩組相差180度之訊號，每組訊號經兩路徑之電阻串聯二極體電路，與同一個電容器形成一階R、C充放電電路，目的對同一個訊號源處理上升及下降延遲，再經反相器後達成導通及截止時間個別延遲，同時提供同一上、下臂開關之互鎖所需時間；為處理輕載時，零交越電壓振盪情

形，提出兩個串聯二極體及一個電容電路，鎖定延長另一組反相訊號之導通時間，以上兩組訊號輸出主要提供反流器4個功率半導體開關之前級觸發訊號；邏輯控制電路作用，在分相電路中以及閘(AND)判斷，消除截止延遲時間，提供箝制電路2個功率半導體開關之前級觸發訊號；6組隔離及電流放大驅動電路，主要驅動六個獨立電源功率半導體開關，以避免共地短路現象。

- 3.如申請專利範圍第1項所述之直流電壓轉換成交流正弦電壓驅動裝置，其中箝制電路之變壓器，其一、二次側匝數比設計為1:1時，箝制電路開關所需最大承受電壓為2倍直流電源，若改變一、二次側電感比值，開關耐壓規格將隨比值上昇而減少。

拾壹、圖式：

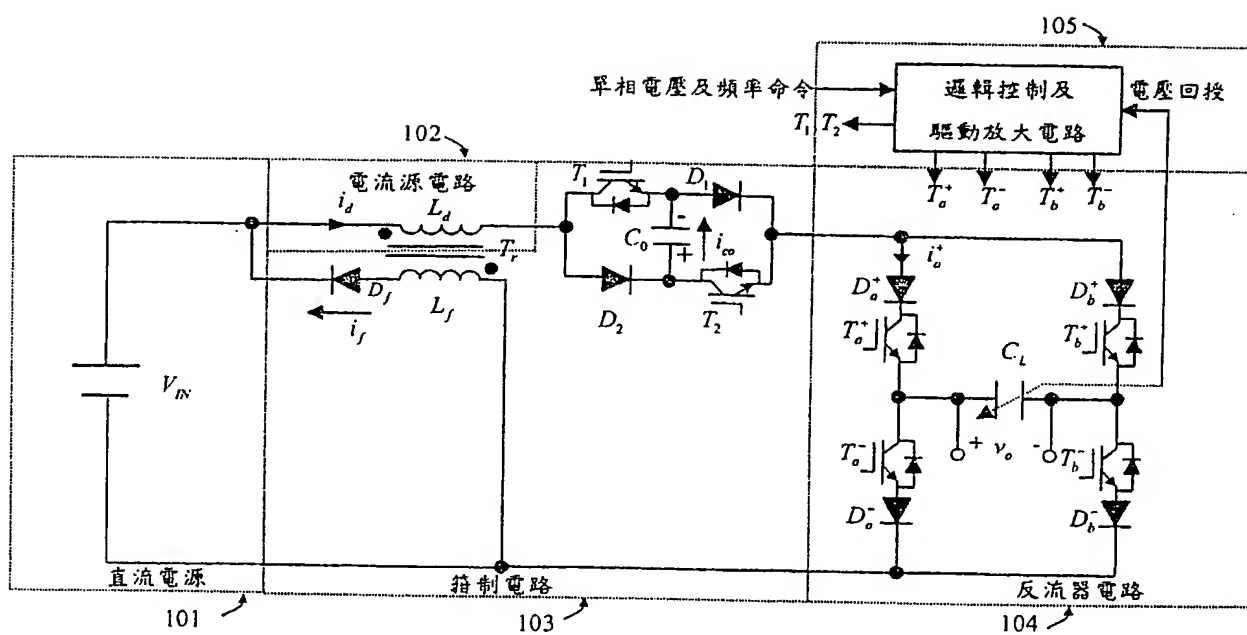


圖 1

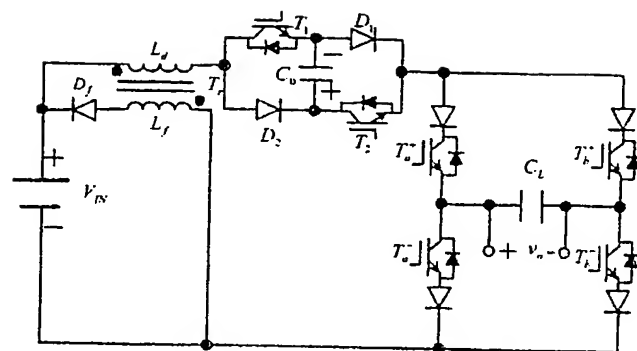
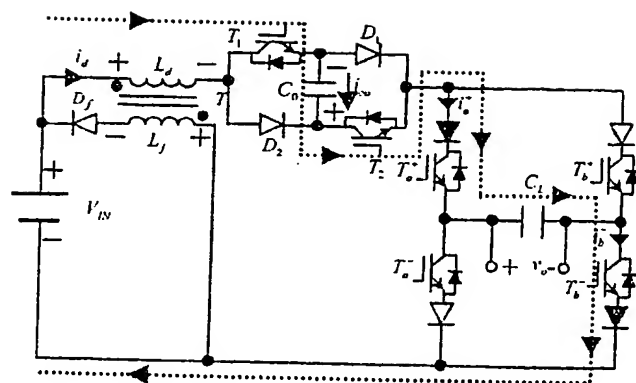
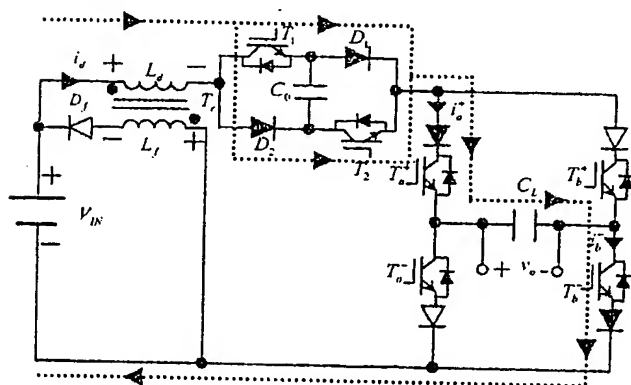
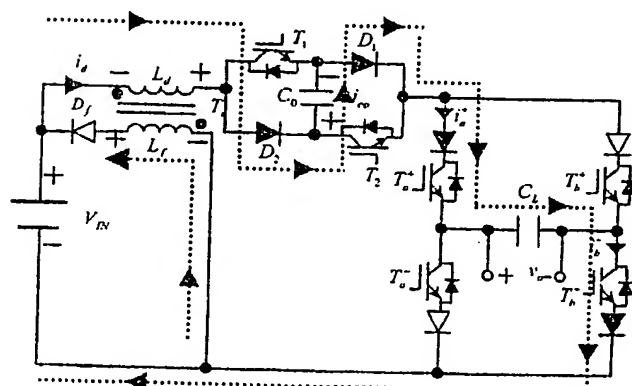
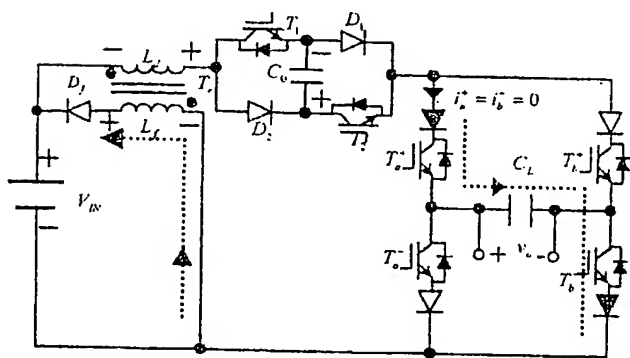
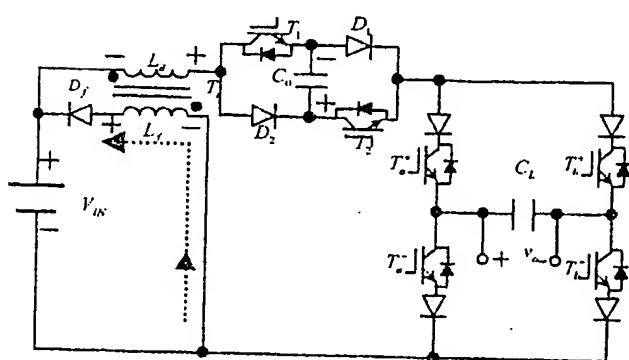
模式一 ($t_1 \sim t_2$)模式二 ($t_2 \sim t_3$)模式三 ($t_3 \sim t_4$)模式四 ($t_4 \sim t_5$)模式五 ($t_5 \sim t_6$)模式六 ($t_6 \sim t_7$)

圖 2

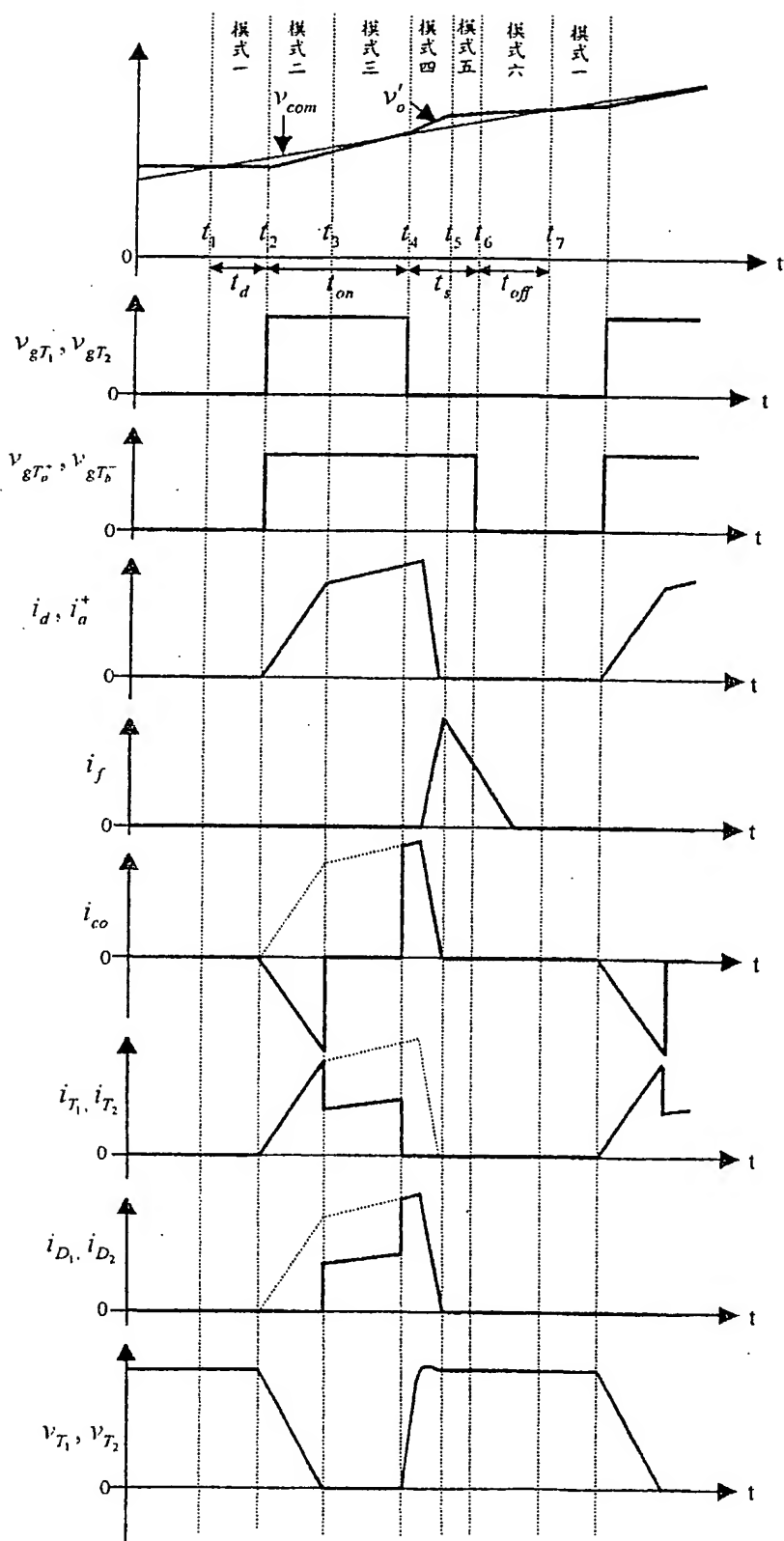
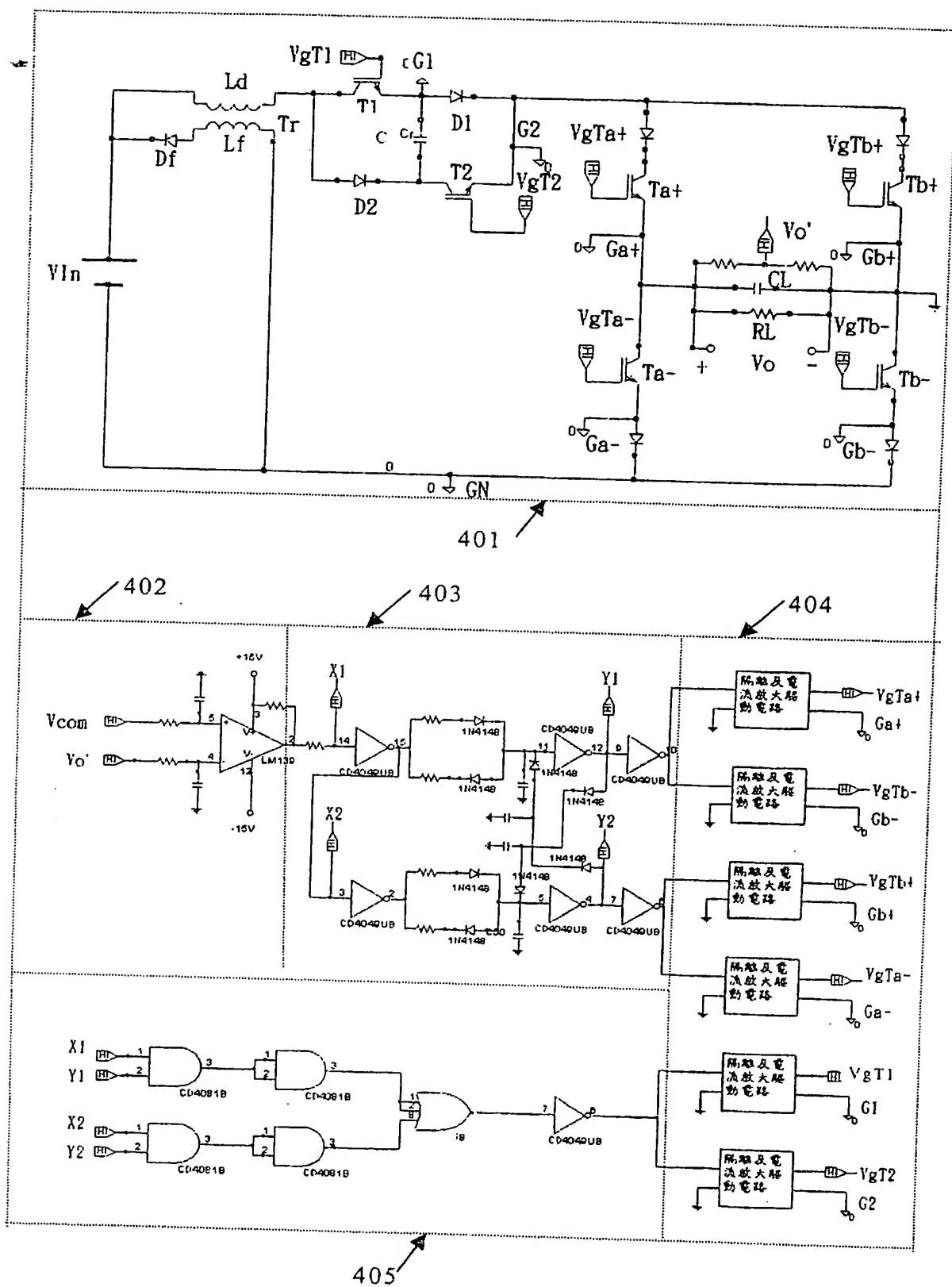
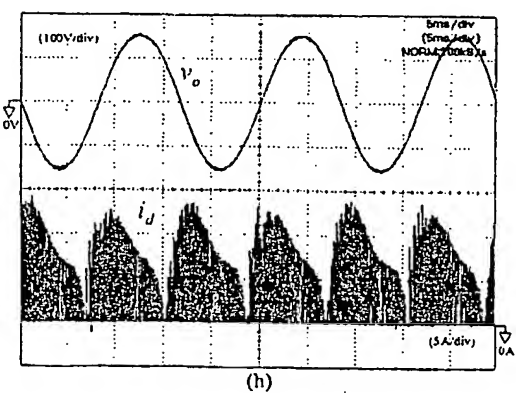
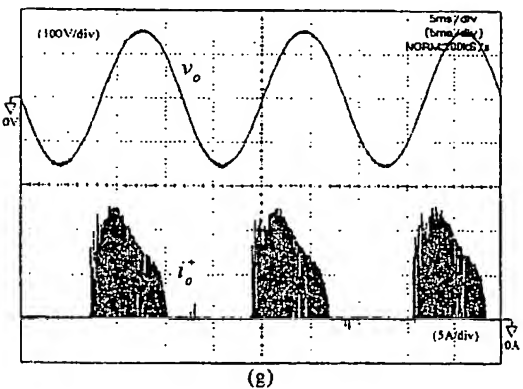
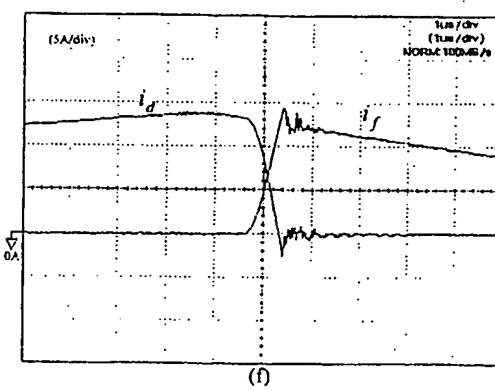
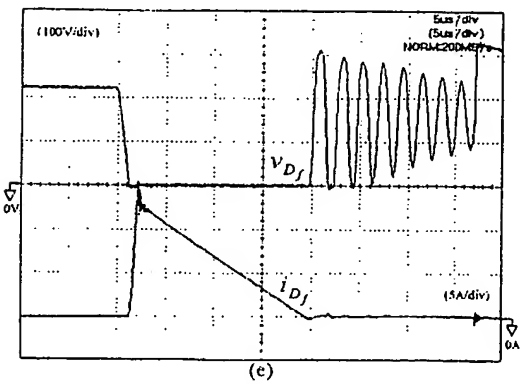
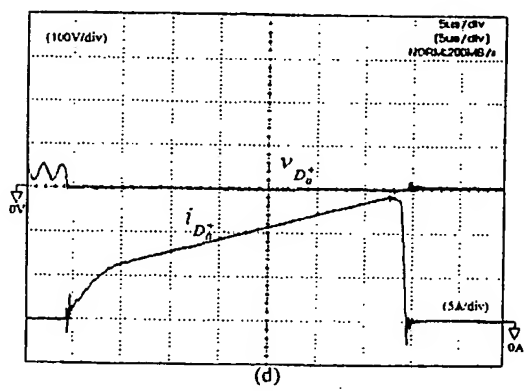
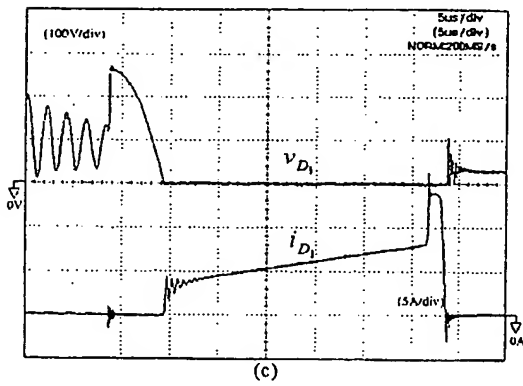
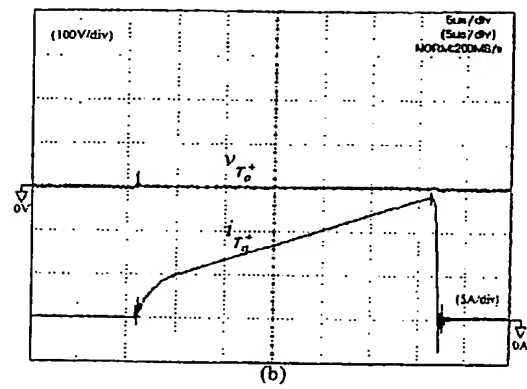
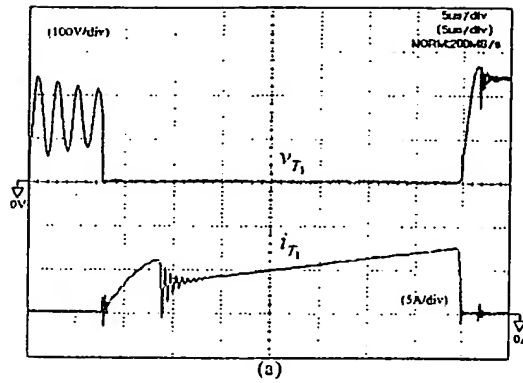


圖3





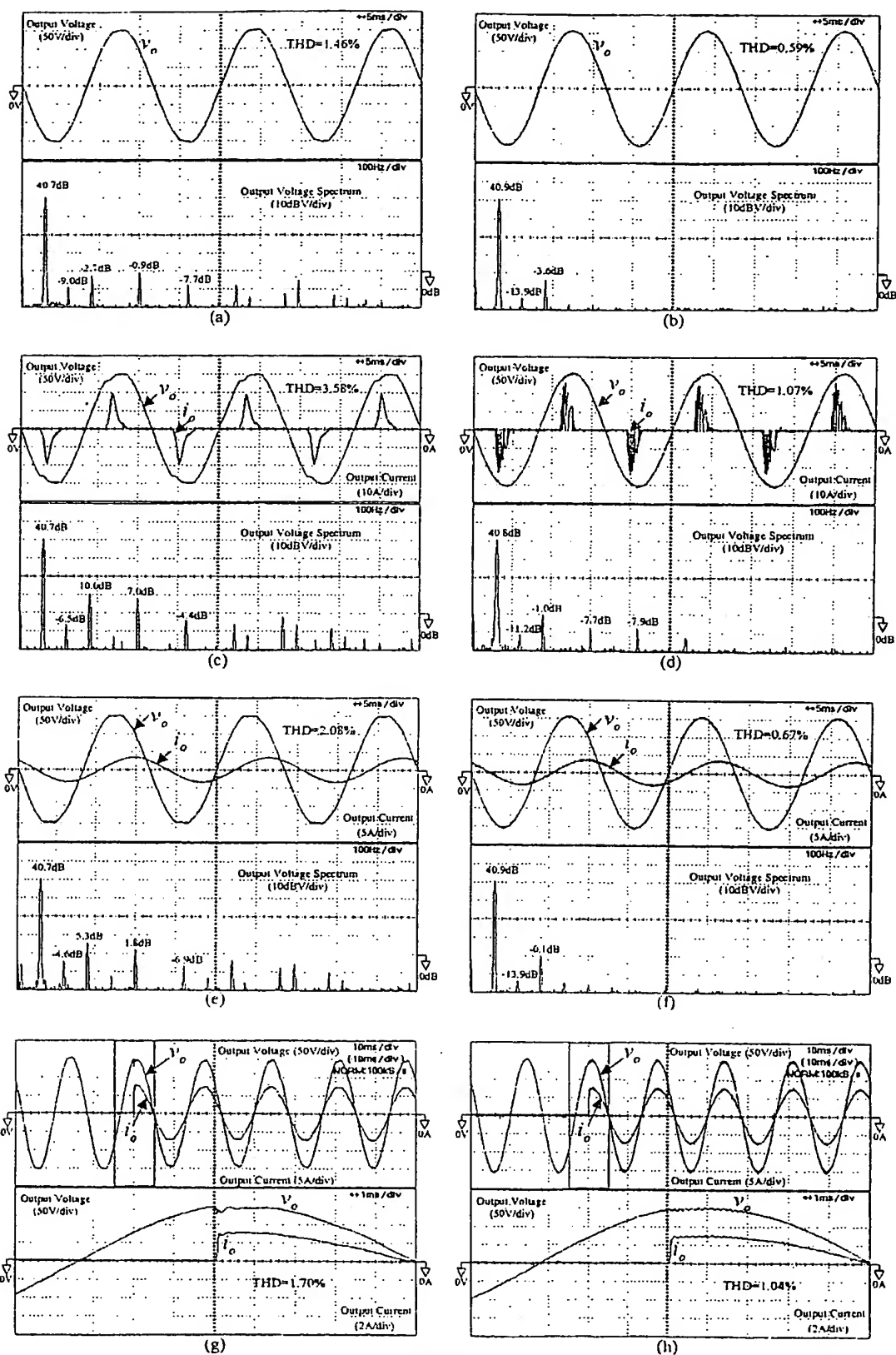


图 6

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☐ BLACK BORDERS

☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES

☐ FADED TEXT OR DRAWING

☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING

☐ SKEWED/SLANTED IMAGES

☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS

☐ GRAY SCALE DOCUMENTS

☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT

☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY

☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.